

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-196484

(43)Date of publication of application : 14.07.2000

(51)Int.Cl.

H04B 1/26

H04B 1/04

(21)Application number : 10-368014

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 24.12.1998

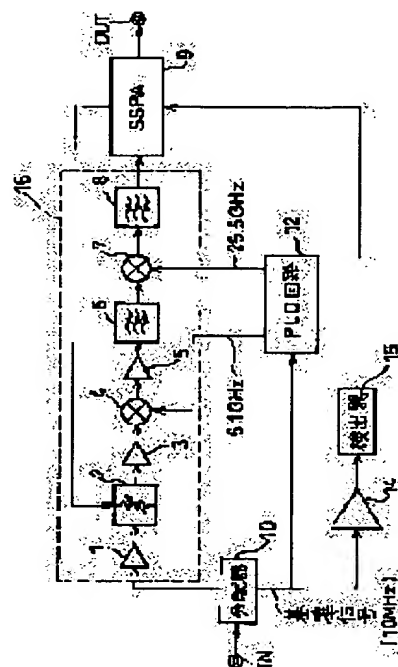
(72)Inventor : NIBE MASAYUKI

**(54) DOUBLE CONVERSION TYPE TRANSMITTER AND RECEIVER**

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To simplify the circuit of a double conversion type transmitter and receiver and to reduce the cost of them by allowing a sole voltage controlled oscillator VCO and a sole phase locked loop PLL circuit to conduct oscillation and frequency control of a local oscillating signal supplied to respective mixers in the case of using a Ka band for a radio frequency RF signal and an S or L band for an intermediate frequency signal.

**SOLUTION:** This transmitter uses 1st and 2nd mixers 4, 7 to apply 2-stage up-convert to an intermediate frequency signal so as to convert the intermediate frequency signal into an RF signal. The transmitter is provided with a phase locked loop oscillator PLO circuit 12 that generates two local oscillating signals. The PLO circuit 12 uses a sole VCO and a sole PLL circuit in common, and by multiplying a frequency of the one local oscillating signal in the two signals, the other local oscillating signal is generated. Thus, number of components is nearly halved, the circuit configuration is simplified and the cost can be reduced.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-196484

(P2000-196484A)

(43) 公開日 平成12年7月14日 (2000.7.14)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード (参考)
H 0 4 B	1/26	H 0 4 B	K 5 K 0 2 0
	1/04		F 5 K 0 6 0

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平10-368014

(22) 出願日 平成10年12月24日 (1998. 12. 24)

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 仁部 正之

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号  
シャープ株式会社内

(74) 代理人 100080034

弁理士 原 謙三

F ターム (参考) 5K020 AA05 BB06 DD12 EE02 EE03

FF05 GG01 GG04

5K060 BB00 CC04 DD03 DD05 EE05

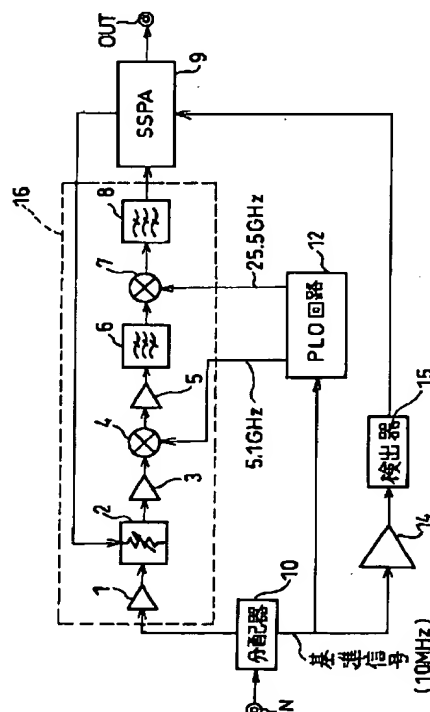
HH15 HH22 HH25 LL16

(54) 【発明の名称】 ダブルコンバージョン型の送信装置及び受信装置

(57) 【要約】

【課題】 RF信号にKaバンド、中間周波信号にSバンドやLバンドを利用したダブルコンバージョン型の送信装置や受信装置において、それぞれのミキサに供給する局部発振信号の発振及び周波数制御を唯一のVCOと唯一のPLL回路とで行い、回路の単純化とコストダウンを実現する。

【解決手段】 ダブルコンバージョン型の送信装置は、第1及び第2ミキサ4・7で中間周波信号を2段階にアップコンバートしてRF信号に周波数変換するものであり、二つの局部発振信号を生成するPLO回路12を備えている。このPLO回路12においては、唯一の電圧制御発振器と唯一のPLL回路とが共用されており、二つのうちの一方の局部発振信号の周波数を逡倍することによって他方の局部発振信号が生成される。これにより、部品点数が従来と比較して略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンとが可能となる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 及び第 2 混合回路で中間周波信号を 2 段階にアップコンバートして RF 信号に周波数変換するダブルコンバージョン型の送信装置であって、  
唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逓倍回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逓倍回路で逓倍して上記の第 2 混合回路に 2 段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えたことを特徴とするダブルコンバージョン型の送信装置。

【請求項 2】 第 1 及び第 2 混合回路で中間周波信号を 2 段階にアップコンバートして RF 信号に周波数変換するダブルコンバージョン型の送信装置であって、  
唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逓降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を 2 段目の局部発振信号として上記の第 2 混合回路に供給すると共に、該 2 段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逓降回路で逓降して上記の第 1 混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えたことを特徴とするダブルコンバージョン型の送信装置。

【請求項 3】 第 1 及び第 2 混合回路で RF 信号を 2 段階にダウンコンバートして中間周波信号に周波数変換するダブルコンバージョン型の受信装置であって、  
唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逓倍回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を 2 段目の局部発振信号として上記の第 2 混合回路に供給すると共に、該 2 段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逓倍回路で逓倍して上記の第 1 混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えたことを特徴とするダブルコンバージョン型の受信装置。

【請求項 4】 第 1 及び第 2 混合回路で RF 信号を 2 段階にダウンコンバートして中間周波信号に周波数変換するダブルコンバージョン型の受信装置であって、  
唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逓降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逓降回路で逓降して上記の第 2 混合回路に 2 段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えたことを特徴とするダブルコンバージョン型の受信装置。

【請求項 5】 上記初段の局部発振信号が低域通過フィル

タを介して第 1 混合回路に供給されると共に、上記 2 段目の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第 2 混合回路に供給されることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のダブルコンバージョン型の送信装置。

【請求項 6】 上記初段の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第 1 混合回路に供給されると共に、上記 2 段目の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第 2 混合回路に供給されることを特徴とする請求項 3 又は 4 に記載のダブルコンバージョン型の受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、Ka バンド帯を利用した衛星放送、衛星通信、固定無線等において採用されるダブルコンバージョン型の送信装置及び受信装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 LMDS (Local Multi-point Distribution Service) は、次世代の高速大容量通信サービスとして期待されているシステムである。これは、図 8 に示すように、EUN (End User Nodes) と HUB との間を 28 GHz 帯の高周波電波で双方向通信を行い、HUB は公共ネットワークにフィードを介して接続されるという形態の通信システムである。

【0003】 上記システムによれば、①エンドユーザが使える周波数帯域を広く取れるので、高速大容量通信が可能となり、②双方向音声サービスやインターネットや LAN (Local Area Network) 等を高速に接続することができ、③信頼性が高く安価なサービスを実現できる。

【0004】 LMDS のシステムにおいては、EUN 端末から見て送信側 (Upstream) は 31.0 GHz ~ 31.3 GHz を利用し、受信側 (Downstream) は 27.50 GHz ~ 28.35 GHz を利用している。

【0005】 上記送信側においては、トランスミッタによって 400 MHz ~ 700 MHz の中間周波信号 (IF 信号) からアップコンバート (周波数変換) される一方、上記受信側においては、LNB (Low Noise Block downconverter) によって 1100 MHz ~ 1950 MHz の中間周波信号にダウンコンバート (周波数変換) される。

【0006】 上記のような周波数変換における局部発振信号の周波数は、トランスミッタにおいては 29.6 GHz であり、LNB においては 26.4 GHz であり、それぞれの RF (Radio Frequency) 信号帯 (RF 帯) に非常に近い周波数となっている。また、イメージ周波数帯は、トランスミッタにおいては 28.9 GHz ~ 29.2 GHz であり、LNB においては 24.45 GHz ~ 25.30 GHz であり、必然的に RF 帯に近い周波数になってしまっている。

【0007】 RF 帯が Ka バンド等の非常に高い周波数帯 (15 GHz 以上) を利用する場合、イメージ除去が

難しく、イメージ除去用のBPF (Band Pass Filter) は遮断性の高いものが必要となり、設計の困難さとコストアップとを招来する。そこで、このような場合、ダブルコンバージョン方式を採用することが好ましい。

【0008】即ち、トランスミッタにおいては図9に示したように、入力端子INおよび分配器(Distributor) 110を介して入力された信号は、400MHz～700MHzの中間周波信号であり、この中間周波信号はアップコンバータ部100内の中間周波増幅器101に送られる。

【0009】400MHz～700MHzの中間周波信号は、中間周波増幅器101及び中間周波増幅器103で増幅された後、一旦、第1ミキサ104で5.5GHz～5.8GHz帯にアップコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は4.4GHz～4.7GHzとなる。この周波数帯におけるイメージ除去はそれほど難しくはなく、増幅器105で増幅された後、BPF106でイメージ除去される。このようにイメージ除去された5.5GHz～5.8GHzの信号は、第2ミキサ107で31.0GHz～31.3GHzのRF信号にアップコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は、19.7GHz～20.0GHzであるが、RF帯から遠くなるので、イメージ除去が比較的簡単にBPF108で行われた後、SSPA (Solid State Power Amp.) 109へ送られる。

【0010】SSPA109のモニタ信号(入力に応じて変化する)はアッテネータ102に送られ、アッテネータ102の減衰率が上記モニタ信号に応じて制御され、SSPA109の出力信号(出力端子OUTからの出力信号)の信号振幅は一定に制御される。

【0011】一方、入力端子INおよび分配器110を介して入力された10MHzの基準信号は、周波数逡倍器111、及び増幅器114を介して検出器(Detector) 115にそれぞれ送られる。10MHzの基準信号は、周波数逡倍器111で周波数が逡倍され、これが、基準発振信号として利用される。上記検出器115から上記SSPA109には制御信号が送られる。つまり、入力端子INから10MHzの基準信号が増幅器114を介して上記検出器115に入力されないときは、上記検出器115は上記SSPA109をオフにする制御信号を送り、SSPA109から余計な出力信号が出力されないようになっている。

【0012】同様に、LNBにおいては図10に示すように、RF信号(27.50GHz～28.35GHz)が導波部材120を介してLNA (Low Noise Amp.) 121に入力され、ここで低雑音増幅された後、BPF122に送られてイメージ除去される。BPF122の出力は、第1ミキサ123に送られ、ここで、一旦、周波数が6.38GHz～7.23GHzにダウンコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は、1

3.89GHz～14.74GHzであるが、前述のBPF122で除去済である。6.38GHz～7.23GHzの信号は、増幅器124で増幅され、BPF125でイメージ除去された後、第2ミキサ126に送られ、ここで、1100MHz～1950MHzの中間周波信号にダウンコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は、3.33GHz～4.18GHzであるが、これは前述のBPF125で除去済である。BPF125の出力は、第2ミキサ126に送られ、ここで、1100MHz～1950MHzの中間周波信号は中間周波増幅器127で増幅された後、出力信号として出力端子OUTから出力される。

【0013】ダブルコンバージョン方式を採用した場合、2つのミキサにそれぞれ異なる局部発振信号を供給することが必要となる。また、送信部等、局部発振周波数の安定性を必要とする場合には、局部発振信号の発振及び周波数制御をVCO (Voltage Controlled Oscillator) とPLL (Phase Locked Loop) 回路とで行なうPLO (Phase Locked Loop Oscillator) 回路が採用されている。従来は、局部発振信号毎にPLO回路を構成していた。これは、局部発振周波数の数だけPLO回路を必要とし、上記のようなLMD Sに係るシステムでは計4個のPLO回路(図9における第1及び第2PLO回路112・113と、図10における第1及び第2PLO回路128・129との合計4個のPLO回路)が必要となり、回路の煩雑さとコストアップを招来していた。

【0014】また、LMD Sに係るシステムに限らず、RF信号にKaバンド、中間周波信号にSバンドやLバンド(3GHz以下の周波数帯)等を利用した固定無線、衛星放送、衛星通信等においても、LMD Sに係るシステムと同様なことが言える。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】RF信号にKaバンド、中間周波信号にSバンドやLバンドを利用した固定無線、衛星放送、衛星通信等において、ダブルコンバージョン方式のトランスミッタやLNBを採用した場合、従来は、それぞれのミキサに供給する局部発振信号の発振及び周波数制御は、図11に示す構成に基づいて行われていた。

【0016】すなわち、上記基準信号(10MHzの発振周波数を有する)は上記周波数逡倍器111で周波数が5.1GHzに逡倍されて第1PLO回路112内の位相比較器(Phase Detector) 144に入力される。この位相比較器144にはVCO140から発振された5.1GHzの信号がバッファアンプ141を介して入力されている。位相比較器144において、両入力に対して位相比較が行われ、該位相比較結果に応じた信号(電圧調整信号)がLPF (Low Pass Filter) 143を介して上記VCO140に送られ、これにより、第

1 P L O 回路 1 1 2 から出力される初段の局部発振信号が 5. 1 G H z で安定して発振する。なお、上記バッファアンプ 1 4 1 の出力は、増幅器 1 4 2 によって増幅された後、初段の局部発振信号として第 1 P L O 回路 1 1 2 から第 1 ミキサ 1 0 4 に出力される。

【0017】一方、2 段目の局部発振信号は、第 2 P L O 回路 1 1 3 によって、次のようにして生成される。すなわち、V C O 1 4 5 から発振された 5. 1 G H z の信号は、バッファアンプ 1 4 8 を介して位相比較器 1 4 7 に送られ、ここで、上記周波数逡倍器 1 1 1 によって 5. 1 G H z に逡倍された信号と位相比較される。位相比較結果に応じた信号（電圧調整信号）が L P F 1 4 6 を介して上記 V C O 1 4 5 に送られ、これにより、上記 V C O 1 4 5 から出力される局部発振信号が 5. 1 G H z で安定して発振する。このように安定化した局部発振信号は、周波数逡倍器 1 4 9 に送られ、ここで、周波数が例えば 5 逡倍されたものが R F 増幅器 1 5 0 を介して第 2 P L O 回路 1 1 3 から 2 段目の局部発振信号として第 2 ミキサ 1 0 7 に出力される。

【0018】以上のように、上記従来技術においては、2 つの V C O と 2 つの P L L 回路とがそれぞれ必要とされ、このために回路の煩雑さとコストアップを招来するという問題点を有していた。

【0019】そこで、本発明は、上記従来の問題点に鑑みなされたものであって、その目的は、R F 信号に K a バンド、中間周波信号に S バンドや L バンドを利用した固定無線、衛星放送、衛星通信等のダブルコンバージョン方式が採用された送信装置（トランスミッタ）や受信装置（L N B）において、それぞれのミキサに供給する局部発振信号の発振及び周波数制御を唯一の V C O と唯一の P L L 回路とで行い、回路の単純化とコストダウンを実現することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】請求項 1 に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、上記課題を解決するために、第 1 及び第 2 混合回路で中間周波信号を 2 段階にアップコンバートして R F 信号に周波数変換するものにおいて以下の措置を講じたことを特徴としている。

【0021】即ち、上記のダブルコンバージョン型の送信装置は、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の P L L 回路、及び周波数逡倍回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逡倍回路で逡倍して上記の第 2 混合回路に 2 段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0022】上記の発明によれば、中間周波信号は、第 1 混合回路において初段の局部発振信号に基づいてアップコンバートされ、2 段目の局部発振信号が供給されて

いる第 2 混合回路において更にアップコンバートされて R F 信号に周波数変換される（2 段階にアップコンバートされる。）。

【0023】従来技術においては、初段の局部発振信号は、一つの電圧制御発振器（V C O）と一つの P L L 回路とによって生成される一方、2 段目の局部発振信号は、初段の局部発振信号のものと別は、他の電圧制御発振器と他の P L L 回路とによって生成されていた。つまり、上記従来技術においては、初段の局部発振信号と、2 段目の局部発振信号とは、それぞれ別々の電圧制御発振器および P L L 回路によって、それぞれ独立して生成されていた。このため、回路構成が煩雑になり、装置全体のコストアップを余儀なくされていた。

【0024】しかし、上記の発明によれば、初段及び 2 段目の局部発振信号は、唯一の電圧制御発振器、唯一の P L L 回路、及び周波数逡倍回路からなる局部発振信号供給回路によって以下のように生成された後、第 1 及び第 2 混合回路にそれぞれ供給される。

【0025】即ち、上記の電圧制御発振器は所定の周波数を有する発振信号を出力する。この発振信号は、上記 P L L 回路によって位相がロックされて安定化する。このように安定化した発振信号は、初段の局部発振信号として第 1 混合回路に供給され、中間周波信号はアップコンバートされる。このようにアップコンバートされた中間周波信号は、第 2 混合回路において 2 段目の局部発振信号に基づいて、更に、アップコンバートされて R F 信号に周波数変換される。このとき、安定化された上記初段の局部発振信号の周波数が周波数逡倍回路によって逡倍され、このように逡倍されたものが上記 2 段目の局部発振信号として上記の第 2 混合回路に供給される。

【0026】以上のように、唯一の電圧制御発振器と唯一の P L L 回路とが、初段および 2 段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0027】請求項 2 に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、上記課題を解決するために、第 1 及び第 2 混合回路で中間周波信号を 2 段階にアップコンバートして R F 信号に周波数変換するものにおいて以下の措置を講じたことを特徴としている。

【0028】即ち、上記のダブルコンバージョン型の送信装置は、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の P L L 回路、及び周波数逡降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を 2 段目の局部発振信号として上記の第 2 混合回路に供給すると共に、該 2 段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逡降回路で逡降して上記の第 1 混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0029】上記の発明によれば、中間周波信号は、第

1 混合回路において初段の局部発振信号に基づいてアップコンバートされ、2 段目の局部発振信号が供給されている第 2 混合回路において更にアップコンバートされて RF 信号に周波数変換される（2 段階にアップコンバートされる。）。

【0030】従来技術においては、初段の局部発振信号と、2 段目の局部発振信号とは、それぞれ別々の電圧制御発振器および PLL 回路によって、それぞれ独立して生成されていた。このため、回路構成が煩雑になり、装置全体のコストアップを余儀なくされていた。

【0031】しかし、上記の発明によれば、初段及び 2 段目の局部発振信号は、唯一の電圧制御発振器、唯一の PLL 回路、及び周波数逡降回路からなる局部発振信号供給回路によって以下のように生成された後、第 1 及び第 2 混合回路にそれぞれ供給される。

【0032】即ち、上記の電圧制御発振器は所定の周波数を有する発振信号を出力する。この発振信号は、上記 PLL 回路によって位相がロックされて安定化する。このように安定化した発振信号は、2 段目の局部発振信号として第 2 混合回路に供給される。一方、安定化された上記 2 段目の局部発振信号の周波数が周波数逡降回路によって逡降され、このように逡降されたものが上記初段の局部発振信号の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給される。

【0033】以上のように、唯一の電圧制御発振器と唯一の PLL 回路とが、初段および 2 段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0034】請求項 3 に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、上記課題を解決するために、第 1 及び第 2 混合回路で RF 信号を 2 段階にダウンコンバートして中間周波信号に周波数変換するものにおいて以下の措置を講じたことを特徴としている。

【0035】即ち、上記のダブルコンバージョン型の受信装置は、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逡降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を 2 段目の局部発振信号として上記の第 2 混合回路に供給すると共に、該 2 段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逡降回路で逡降して上記の第 1 混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0036】上記の発明によれば、RF 信号は、第 1 混合回路において初段の局部発振信号に基づいてダウンコンバートされ、2 段目の局部発振信号が供給されている第 2 混合回路において更にダウンコンバートされて中間周波信号に周波数変換される（2 段階にダウンコンバートされる。）。

【0037】従来技術においては、初段の局部発振信号

は、一つの電圧制御発振器と一つの PLL 回路とによって生成される一方、2 段目の局部発振信号は、初段の局部発振信号のものと別に、他の電圧制御発振器と他の PLL 回路とによって生成されていた。つまり、上記従来技術においては、初段の局部発振信号と、2 段目の局部発振信号とは、それぞれ別々の電圧制御発振器および PLL 回路によって、それぞれ独立して生成されていた。このため、回路構成が煩雑になり、装置全体のコストアップを余儀なくされていた。

【0038】しかし、上記の発明によれば、初段及び 2 段目の局部発振信号は、唯一の電圧制御発振器、唯一の PLL 回路、及び周波数逡倍回路からなる局部発振信号供給回路によって以下のように生成された後、第 1 及び第 2 混合回路にそれぞれ供給される。

【0039】即ち、上記の電圧制御発振器は所定の周波数を有する発振信号を出力する。この発振信号は、上記 PLL 回路によって位相がロックされて安定化する。このように安定化した発振信号は、2 段目の局部発振信号として第 2 混合回路に供給される。一方、安定化された上記 2 段目の局部発振信号の周波数は周波数逡倍回路によって逡倍され、このように逡倍されたものが上記初段の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給される。

【0040】以上のように、唯一の電圧制御発振器と唯一の PLL 回路とが、初段および 2 段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0041】請求項 4 に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、上記課題を解決するために、第 1 及び第 2 混合回路で RF 信号を 2 段階にダウンコンバートして中間周波信号に周波数変換するものにおいて以下の措置を講じたことを特徴としている。

【0042】即ち、上記のダブルコンバージョン型の受信装置は、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一の PLL 回路、及び周波数逡降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第 1 混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逡降回路で逡降して上記の第 2 混合回路に 2 段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0043】上記の発明によれば、RF 信号は、第 1 混合回路において初段の局部発振信号に基づいてダウンコンバートされ、2 段目の局部発振信号が供給されている第 2 混合回路において更にダウンコンバートされて中間周波信号に周波数変換される（2 段階にダウンコンバートされる。）。

【0044】従来技術においては、初段の局部発振信号は、一つの電圧制御発振器と一つの PLL 回路とによっ

て生成される一方、２段目の局部発振信号は、初段の局部発振信号とは別に、他の電圧制御発振器と他の PLL 回路とによって生成されていた。つまり、上記従来技術においては、初段の局部発振信号と、２段目の局部発振信号とは、それぞれ別々の電圧制御発振器および PLL 回路によって、それぞれ独立して生成されていた。このため、回路構成が煩雑になり、装置全体のコストアップを余儀なくされていた。

【0045】しかし、上記の発明によれば、初段及び２段目の局部発振信号は、唯一の電圧制御発振器、唯一の PLL 回路、及び周波数遅延回路からなる局部発振信号供給回路によって以下のように生成された後、第１及び第２混合回路にそれぞれ供給される。

【0046】即ち、上記の電圧制御発振器は所定の周波数を有する発振信号を出力する。この発振信号は、上記 PLL 回路によって位相がロックされて安定化する。このように安定化した発振信号は、初段の局部発振信号として第１混合回路に供給される。一方、安定化された上記初段の局部発振信号の周波数は、上記周波数遅延回路によって遅延され、このように遅延されたものが該２段目の局部発振信号として上記の第２混合回路に供給される。

【0047】以上のように、唯一の電圧制御発振器と唯一の PLL 回路とが、初段および２段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0048】請求項５に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、上記課題を解決するために、請求項１又は２に記載のダブルコンバージョン型の送信装置において、上記初段の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第１混合回路に供給されると共に、上記２段目の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第２混合回路に供給されることを特徴としている。

【0049】上記の発明によれば、請求項１又は２に記載のダブルコンバージョン型の送信装置に係る作用に加えて、初段の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第１混合回路に供給されるので、初段の局部発振信号よりも高い周波数を有する２段目の局部発振信号が該低域通過フィルタにおいて遮断される（該低域通過フィルタを通過できない）ので、２段目の局部発振信号は第１混合回路に出力されることがなくなる。これにより、第１混合回路は、２段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第１混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0050】また、２段目の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第２混合回路に供給されるので、２段目の局部発振信号よりも低い周波数を有する初段の局部発振信号が該高域通過フィルタにおいて遮断される（該高

域通過フィルタを通過できない）ので、初段の局部発振信号は第２混合回路に出力されることがなくなる。これにより、第２混合回路は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第２混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0051】請求項６に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、上記課題を解決するために、請求項３又は４に記載のダブルコンバージョン型の受信装置において、上記初段の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第１混合回路に供給されると共に、上記２段目の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第２混合回路に供給されることを特徴としている。

【0052】上記の発明によれば、請求項３又は４に記載のダブルコンバージョン型の受信装置に係る作用に加えて、２段目の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第２混合回路に供給されるので、２段目の局部発振信号よりも高い周波数を有する初段の局部発振信号が該低域通過フィルタによって遮断される（該低域通過フィルタを通過できない）ので、初段の局部発振信号は第２混合回路に出力されることがなくなる。これにより、第２混合回路は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第２混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0053】又、初段の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第１混合回路に供給されるので、初段の局部発振信号よりも低い周波数を有する２段目の局部発振信号が該高域通過フィルタによって遮断される（該高域通過フィルタを通過できない）ので、２段目の局部発振信号は第１混合回路に出力されることがなくなる。これにより、第１混合回路は、２段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第１混合回路に信号が流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0054】

【発明の実施の形態】本発明の実施の一形態について図１乃至図７に基づいて説明すれば、以下の通りである。

【0055】本実施の形態のダブルコンバージョン型の送信装置としてのトランスミッタ（アップコンバータ）は、400 MHz ～ 700 MHz の中間周波信号を 31.0 GHz ～ 31.3 GHz の RF 信号にアップコンバートするために、２つのミキサに供給する局部発振信号を 5.1 GHz の初段の局部発振信号と 25.5 GHz の２段目の局部発振信号とに設定し、5.1 GHz の初段の局部発振信号を一つの VCO と一つの PLL 回路で発振及び周波数制御すると共に、２段目の局部発振信号は初段の局部発振信号の周波数を周波数遅倍器で５遅倍することで生成し、その結果、一つの VCO と一つの PLL 回路とを共用することで２つの局部発振信号を発



振及び周波数制御することができるものである。

【0056】本実施の形態のトランスミッタ（アップコンバータ）は、図1に示すように、入力端子INおよび分配器（Distributor）10を介して入力される信号は、400MHz～700MHzの中間周波信号であり、この中間周波信号はアップコンバータ部16内の中間周波増幅器1に送られる。

【0057】400MHz～700MHzの中間周波信号は、中間周波増幅器1で増幅され、アッテネータ2で減衰された後、中間周波増幅器3に送られる。ここでミキシングに必要なレベルまで増幅された後、一旦、第1ミキサ4で5.5GHz～5.8GHz帯にアップコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は4.4GHz～4.7GHzであるが、この周波数帯におけるイメージ除去はそれほど難しくはなく、増幅器5で増幅された後、BPF6でイメージ除去される。このようにイメージ除去された5.5GHz～5.8GHzの信号は、第2ミキサ7で31.0GHz～31.3GHzのRF信号にアップコンバートされる。この場合のイメージ周波数帯は19.7GHz～20.0GHzであるが、RF帯から遠くなるので、イメージ除去が比較的簡単にBPF8で行われた後、SSPA9へ送られる。

【0058】SSPA9は、入力に応じて変化するモニタ信号をアッテネータ2に送り、アッテネータ2の減衰率が上記モニタ信号に応じて制御され、SSPA9の出力信号（出力端子OUTからの出力信号）の信号振幅は一定に保持される。

【0059】一方、入力端子INおよび分配器10を介して入力された10MHzの基準信号は、増幅器14を介して検出器（Detector）15に送られる。上記検出器15から上記SSPA9に制御信号が送られる。つまり、入力端子INから10MHzの基準信号が増幅器14を介して上記検出器15に入力されないときは、上記検出器15は上記SSPA9をオフにする制御信号を送り、SSPA9から余計な出力信号が出力されないようになっている。

【0060】10MHzの上記基準信号は、PLO回路12に入力される。このPLO回路12は、図2に示すように、上記基準信号の周波数は周波数逡倍器45（周波数逡倍回路）で5.1GHzに逡倍されて位相比較器44に入力される。この位相比較器44には、VCO40から発振された5.1GHzの信号がバッファアンプ41を介して入力されている。位相比較器44において、両入力に対して位相比較が行われ、該位相比較結果に応じた信号（電圧調整信号）がLPF43を介して上記VCO40に送られ、これにより、バッファアンプ41から出力される局部発振信号が5.1GHzで安定して発振する。このように安定化された局部発振信号は、LPF42及び増幅器48を介して、初段の局部発振信号として上記第1ミキサ4に送られる。

【0061】一方、2段目の局部発振信号は、次のようにして生成される。すなわち、バッファアンプ41から出力される安定化された局部発振信号は、周波数逡倍器46に送られ、ここで、周波数が5逡倍される（25.5GHz）。この逡倍された局部発振信号は、HPF（High Pass Filter）47及びRF増幅器49を介して、2段目の局部発振信号として上記第2ミキサ7に送られる。

【0062】以上のように、上記トランスミッタによれば、図2に示すように、2つの局部発振信号を一つのVCO40と一つのPLL回路（バッファアンプ41、LPF43、及び位相比較器44からなる。）によって発振及び周波数制御を行うことができるので、部品点数の減少による回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0063】また、図2に示すように、LPF42を設けることによって、初段の局部発振信号（5.1GHz）よりも高い周波数を有する2段目の局部発振信号（25.5GHz）が該LPF42において遮断される（該LPF42を通過できない）ので、2段目の局部発振信号は第1ミキサ4に出力されることがなくなる。これにより、第1ミキサ4は、2段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第1ミキサ4に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0064】同様に、図2に示すように、HPF47を設けることによって、2段目の局部発振信号（25.5GHz）よりも低い周波数を有する初段の局部発振信号（5.1GHz）が該HPF47において遮断される（該HPF47を通過できない）ので、初段の局部発振信号は第2ミキサ7に出力されることがなくなる。これにより、第2ミキサ7は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第2ミキサ7に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0065】加えて、図2に示すように、増幅器48及びRF増幅器49は、単に各局部発振信号の増幅を行うだけでなく、電氣的アイソレーションを改善するという副次的な効果をもたらすことになる。これは、初段の局部発振信号の周波数が5.1GHzであるが、増幅器48は5GHz帯の入力信号に対して増幅が最適化されているので、これ以外の周波数帯の入力信号に対して増幅器48は増幅動作を行わず、逆に減衰させる。増幅帯域が限定される増幅器48が、結果として、初段の局部発振信号の周波数以外においてアイソレーション効果を有することになる。同様に、RF増幅器49は、25.5GHz帯での増幅に最適化されているため、これ以外の周波数帯の入力信号に対してRF増幅器49は増幅動作を行わず、逆に減衰させるので、増幅器48と同様にアイソレーション効果を有することにな



る。

【0066】ここで、本実施の形態の他のトランスミッタの構成例について説明する。このトランスミッタは、上記のPLO回路12の代わりにPLO回路22（図3参照）を設けた点で上記のトランスミッタと異なっている。

【0067】本実施の形態のトランスミッタは、2段目の局部発振信号を一つのVCOと一つのPLL回路で発振及び周波数制御すると共に、2段目の局部発振信号の周波数を分周器（周波数逓降回路）で（1/5）に逓降することで初段の局部発振信号を生成し、その結果、一つのVCOと一つのPLL回路とを共用することで2つの局部発振信号を発振及び周波数制御することができるものである。

【0068】上記PLO回路22においては、図3に示すように、上記基準信号の周波数（10MHz）は周波数逓倍器55で25.5GHzに逓倍されて位相比較器54に入力される。この位相比較器54にはVCO50から発振された25.5GHzの信号がRF増幅器51を介して入力されている。位相比較器54において、両入力に対して位相比較が行われ、該位相比較結果に応じた信号（電圧調整信号）がLPF53を介して上記VCO50に送られ、これにより、RF増幅器51から出力される局部発振信号が25.5GHzで安定して発振する。このように安定化された局部発振信号は、HPF57及びRF増幅器59を介して、2段目の局部発振信号として上記第2ミキサ7に送られる。

【0069】一方、初段の局部発振信号は、次のようにして生成される。すなわち、RF増幅器51から出力される安定化された局部発振信号は、分周器56に送られ、ここで、周波数が（1/5）に逓降される。この逓降された局部発振信号は、LPF52及び増幅器58を介して、初段の局部発振信号として上記第1ミキサ4に送られる。

【0070】以上のように、上記トランスミッタによれば、図3に示すように、一つのVCO50と一つのPLL回路（RF増幅器51、LPF53、及び位相比較器54からなる。）を共用することによって、2つの局部発振信号を発振及び周波数制御を行うことができるので、部品点数の減少による回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0071】また、図3に示すように、LPF52を設けることによって、初段の局部発振信号（5.1GHz）よりも高い周波数を有する2段目の局部発振信号（25.5GHz）が該LPF52において遮断される（該LPF52を通過できない）ので、2段目の局部発振信号は第1ミキサ4に出力されることがなくなる。これにより、第1ミキサ4は、2段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第1ミキサ4に流れ込むことを回避できるので、

信頼性が著しく向上する。

【0072】同様に、図3に示すように、HPF57を設けることによって、2段目の局部発振信号（25.5GHz）よりも低い周波数を有する初段の局部発振信号（5.1GHz）が該HPF57において遮断される（該HPF57を通過できない）ので、初段の局部発振信号は第2ミキサ7に出力されることがなくなる。これにより、第2ミキサ7は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第2ミキサ7に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0073】加えて、図3に示すように、増幅器58及びRF増幅器59は、単に各局部発振信号の増幅を行うだけでなく、図2の場合と同様に、電氣的アイソレーションを改善するという副次的な効果をもたらすことになる。

【0074】ここで、本実施の形態に係る受信装置としてのLNB（ダウンコンバータ）について図4に基づいて以下に説明する。

【0075】本実施の形態に係るLNBにおいては、図4に示すように、RF信号（27.50GHz～28.35GHz）が導波部材60を介してLNA（Low Noise Amp.）61に入力され、ここで低雑音増幅された後、BPF62に送られてイメージ除去される。BPF62の出力は第1ミキサ63に送られ、ここで、一旦、周波数が6.38GHz～7.23GHzにダウンコンバート（初段のダウンコンバート）される。この場合のイメージ周波数帯は、13.89GHz～14.74GHzであるが、前述のBPF62で除去済である。6.38GHz～7.23GHzの信号は、増幅器64で増幅され、BPF65でイメージ除去された後、第2ミキサ66に送られ、ここで、1100MHz～1950MHzの中間周波信号にダウンコンバート（2段目のダウンコンバート）される。この場合のイメージ周波数帯は、3.33GHz～4.18GHzであるが、これは前述のBPF65で除去済である。BPF65の出力は、第2ミキサ66に送られ、ここで、1100MHz～1950MHzの中間周波信号に周波数変換され、更に中間周波増幅器67で増幅された後、出力信号として出力端子OUTから出力される。

【0076】上記第1及び第2ミキサ63及び66には、それぞれ21.12GHz及び5.28GHzの局部発振信号がPLO回路68から入力されている。このPLO回路68について、図5を参照しながら、以下に説明する。

【0077】上記PLO回路68は、図5に示すように、上記基準信号の周波数（10MHz）は周波数逓倍器75で5.28GHzに逓倍されて位相比較器74に入力される。この位相比較器74にはVCO70から発振された5.28GHzの信号がバッファアンプ71を

介して入力されている。位相比較器 74 において、両入力に対して位相比較が行われ、該位相比較結果に応じた信号（電圧調整信号）が LPF 73 を介して上記 VCO 70 に送られ、これにより、バッファアンプ 71 から出力される局部発振信号が 5.28 GHz で安定して発振する。このように安定化された局部発振信号は、LPF 72 及び増幅器 78 を介して、2 段目の局部発振信号として上記第 2 ミキサ 66 に送られる。

【0078】一方、初段の局部発振信号は、次のようにして生成される。すなわち、バッファアンプ 71 から出力される安定化された局部発振信号は、周波数通倍器 76 に送られ、ここで、周波数が 4 通倍される。この通倍された局部発振信号は、HPF (High Pass Filter) 77 及び RF 増幅器 79 を介して、初段の局部発振信号として上記第 1 ミキサ 63 に送られる。

【0079】以上のように、上記 LNB によれば、図 5 に示すように、一つの VCO 70 と一つの PLL 回路（バッファアンプ 71、LPF 73、及び位相比較器 74 からなる。）を共用することによって、2 つの局部発振信号を発振及び周波数制御を行うことができるので、部品点数の減少による回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0080】図 5 に示すように、LPF 72 を設けることによって、2 段目の局部発振信号（5.28 GHz）よりも高い周波数を有する初段の局部発振信号（21.12 GHz）が該 LPF 72 によって遮断される（該 LPF 72 を通過できない）ので、初段の局部発振信号は第 2 ミキサ 66 に出力されることがなくなる。これにより、第 2 ミキサ 66 は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第 2 ミキサ 66 に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0081】同様に、図 5 に示すように、HPF 77 を設けることによって、初段の局部発振信号（21.12 GHz）よりも低い周波数を有する 2 段目の局部発振信号（5.28 GHz）が該 HPF 77 によって遮断される（該 HPF 77 を通過できない）ので、2 段目の局部発振信号は第 1 ミキサ 63 に出力されることがなくなる。これにより、第 1 ミキサ 63 は、2 段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第 1 ミキサ 63 に信号が流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0082】加えて、図 5 に示すように、増幅器 78 及び RF 増幅器 79 は、単に各局部発振信号の増幅を行うだけでなく、図 2 の場合と同様に、電氣的アイソレーションを改善するという副次的な効果をもたらすことになる。

【0083】ここで、本実施の形態の他の LNB の構成例について説明する。この LNB は、上記の PLO 回路 68 の代わりに PLO 回路 98（図 6 参照）を設けた点

で上記の LNB と異なっている。

【0084】本実施の形態の LNB は、初段の局部発振信号を一つの VCO と一つの PLL 回路で発振及び周波数制御すると共に、2 段目の局部発振信号は初段の局部発振信号を分周器で（1/4）に逡降することで生成し、その結果、一つの VCO と一つの PLL 回路とを共用することで、2 つの局部発振信号を発振及び周波数制御することができるものである。

【0085】上記 PLO 回路 98 においては、図 6 に示すように、上記基準信号の周波数（10 MHz）は周波数通倍器 85 で 21.12 GHz に逡倍されて位相比較器 84 に入力される。この位相比較器 84 には VCO 80 から発振された 21.12 GHz の信号が RF 増幅器 81 を介して入力されている。位相比較器 84 において、両入力に対して位相比較が行われ、該位相比較結果に応じた信号（電圧調整信号）が LPF 83 を介して上記 VCO 80 に送られ、これにより、RF 増幅器 81 から出力される局部発振信号が 21.12 GHz で安定して発振する。このように安定化された局部発振信号は、HPF 87 及び RF 増幅器 89 を介して、初段の局部発振信号として上記第 1 ミキサ 63 に送られる。

【0086】一方、2 段目の局部発振信号は、次のようにして生成される。すなわち、RF 増幅器 81 から出力される安定化された局部発振信号は、分周器 86 に送られ、ここで、周波数が（1/4）に逡降される。この逡降された局部発振信号は、LPF 82 及び増幅器 88 を介して、2 段目の局部発振信号として上記第 2 ミキサ 66 に送られる。

【0087】以上のように、上記 LNB によれば、図 6 に示すように、2 つの局部発振信号を一つの VCO 80 と一つの PLL 回路（RF 増幅器 81、LPF 83、及び位相比較器 84 からなる。）によって発振及び周波数制御を行うことができるので、部品点数の減少による回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0088】図 6 に示すように、LPF 82 を設けることによって、2 段目の局部発振信号（5.28 GHz）よりも高い周波数を有する初段の局部発振信号（21.12 GHz）が該 LPF 82 において遮断される（該 LPF 82 を通過できない）ので、初段の局部発振信号は第 2 ミキサ 66 に出力されることがなくなる。これにより、第 2 ミキサ 66 は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第 2 ミキサ 66 に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0089】同様に、図 6 に示すように、HPF 87 を設けることによって、初段の局部発振信号（21.12 GHz）よりも低い周波数を有する 2 段目の局部発振信号（5.28 GHz）が該 HPF 87 において遮断される（該 HPF 87 を通過できない）ので、2 段目の局部

発振信号は第1ミキサ63に出力されることがなくなる。これにより、第1ミキサ63は、2段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第1ミキサ63に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0090】加えて、図6に示すように、増幅器88及びRF増幅器89は、単に各局部発振信号の増幅を行うだけでなく、図2の場合と同様に、電氣的アイソレーションを改善するという副次的な効果をもたらすことになる。

【0091】なお、以上において説明してきた各種信号のスペクトルを図7に示す。また、本実施の形態は、以上の説明において例示した局部発振信号の周波数や、周波数逡倍率や、周波数逡降率等に限定されて解釈されるものではなく、本発明の範囲内で種々の変更が可能である。

【0092】

【発明の効果】請求項1に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、以上のように、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一のPLL回路、及び周波数逡倍回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第1混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逡倍回路で逡倍して上記の第2混合回路に2段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0093】それゆえ、唯一の電圧制御発振器と唯一のPLL回路とが、初段および2段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができるという効果を奏する。

【0094】請求項2に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、以上のように、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一のPLL回路、及び周波数逡降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を2段目の局部発振信号として上記の第2混合回路に供給すると共に、該2段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逡降回路で逡降して上記の第1混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0095】それゆえ、唯一の電圧制御発振器と唯一のPLL回路とが、初段および2段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0096】請求項3に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、以上のように、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一のPLL回路、及び周波数逡倍回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を2段目の

局部発振信号として上記の第2混合回路に供給すると共に、該2段目の局部発振信号の周波数を上記周波数逡倍回路で逡倍して上記の第1混合回路に初段の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0097】それゆえ、唯一の電圧制御発振器と唯一のPLL回路とが、初段および2段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0098】請求項4に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、以上のように、唯一の電圧制御発振器、該電圧制御発振器の発振信号の周波数を位相ロックさせて安定化する唯一のPLL回路、及び周波数逡降回路を備え、周波数が安定化した上記発振信号を初段の局部発振信号として上記の第1混合回路に供給すると共に、該初段の局部発振信号の周波数を上記周波数逡降回路で逡降して上記の第2混合回路に2段目の局部発振信号として供給する局部発振信号供給回路を備えている。

【0099】それゆえ、唯一の電圧制御発振器と唯一のPLL回路とが、初段および2段目の各局部発振信号の生成のために共用されるので、従来の場合よりも部品点数が略半減し、回路構成の簡素化とコストダウンを確実に図ることができる。

【0100】請求項5に係る発明のダブルコンバージョン型の送信装置は、以上のように、請求項1又は2に記載のダブルコンバージョン型の送信装置において、上記初段の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第1混合回路に供給されると共に、上記2段目の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第2混合回路に供給されるようになっている。

【0101】それゆえ、請求項1又は2に記載のダブルコンバージョン型の送信装置に係る効果に加えて、第1混合回路は、2段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、該影響に伴う余計な電流が第1混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0102】また、第2混合回路は、初段の局部発振信号から影響を受けることはなく、該影響に伴う余計な電流が第2混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上するという効果を併せて奏する。

【0103】請求項6に係る発明のダブルコンバージョン型の受信装置は、以上のように、請求項3又は4に記載のダブルコンバージョン型の受信装置において、上記初段の局部発振信号が高域通過フィルタを介して第1混合回路に供給されると共に、上記2段目の局部発振信号が低域通過フィルタを介して第2混合回路に供給されるようになっている。

【0104】それゆえ、請求項3又は4に記載のダブルコンバージョン型の受信装置に係る効果に加えて、第2混合回路は、初段の局部発振信号から影響を受けること

はなく、該影響に伴う余計な電流が第2混合回路に流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上する。

【0105】また、第1混合回路は、2段目の局部発振信号から影響を受けることはなく、それゆえ該影響に伴う余計な電流が第1混合回路に信号が流れ込むことが回避できるので、信頼性が著しく向上するという効果を併せて奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るダブルコンバージョン型の送信装置の構成例を示すブロック図である。

【図2】図1のPLO回路の構成例を示すブロック図である。

【図3】図1のPLO回路の他の構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明のダブルコンバージョン型の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図5】図4のPLO回路の構成例を示すブロック図である。

【図6】図4のPLO回路の他の構成例を示すブロック図である。

【図7】各種信号のスペクトル分布を示す説明図であ

る。

【図8】LMDSの概念を示す説明図である。

【図9】従来のLMDSにおけるダブルコンバージョン方式のアップコンバータの構成例を示すブロック図である。

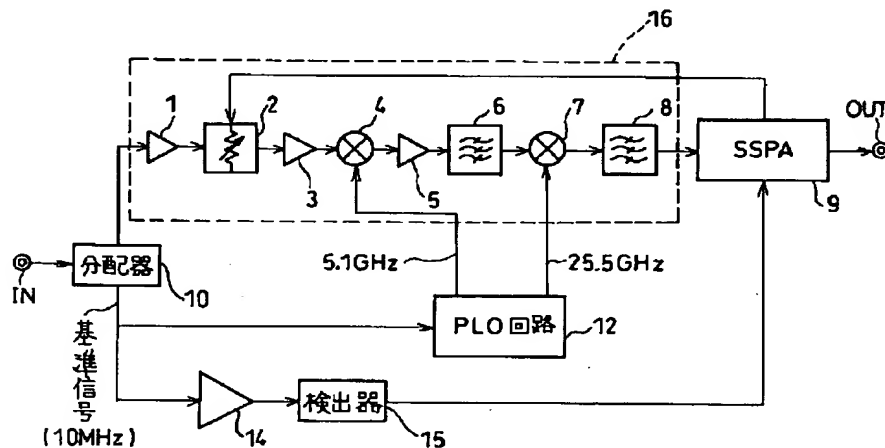
【図10】従来のLMDSにおけるダブルコンバージョン方式のダウンコンバータの構成例を示すブロック図である。

【図11】図9の第1及び第2PLO回路の構成例を示すブロック図である。

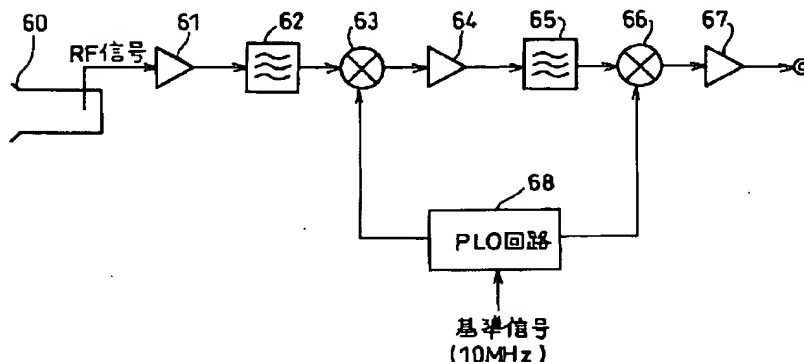
【符号の説明】

- 2 アッテネータ
- 4 第1ミキサ（第1混合回路）
- 7 第2ミキサ（第2混合回路）
- 12 PLO回路（局部発振信号供給回路）
- 40 VCO（電圧制御発振器）
- 42 LPF（低域通過フィルタ）
- 44 位相比較器（局部発振信号供給回路）
- 45 周波数逡倍器（局部発振信号供給回路）
- 46 周波数逡倍器（局部発振信号供給回路）
- 47 HPF（高域通過フィルタ）

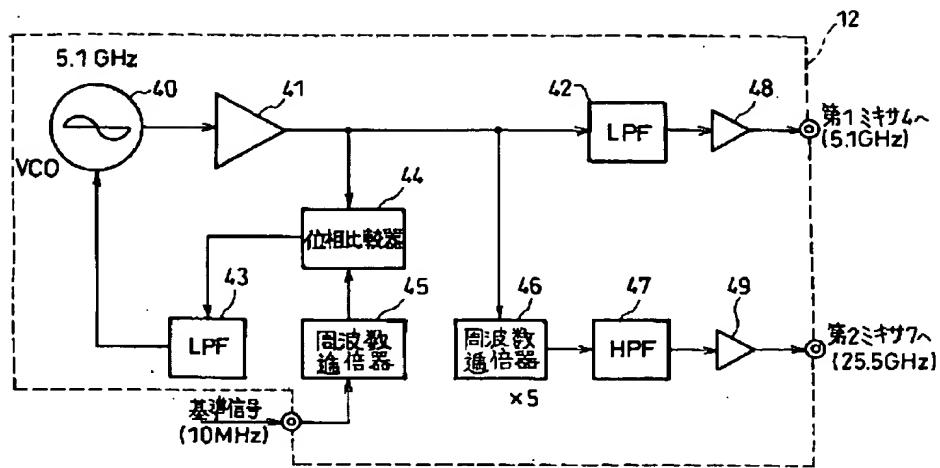
【図1】



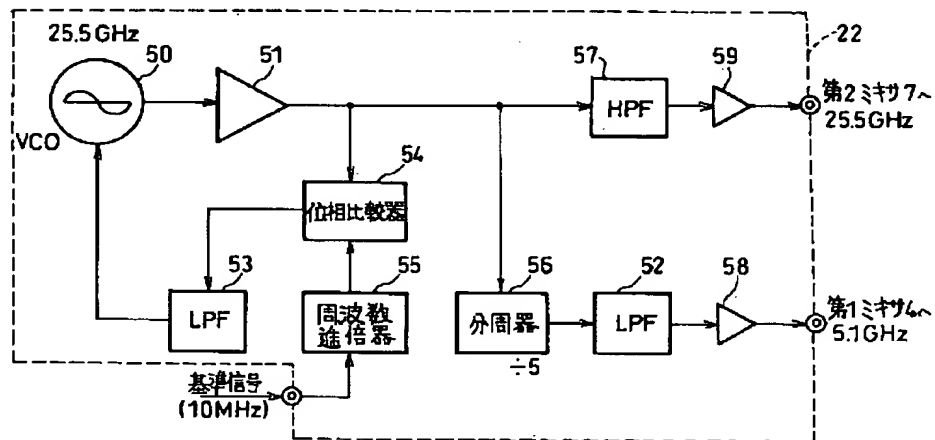
【図4】



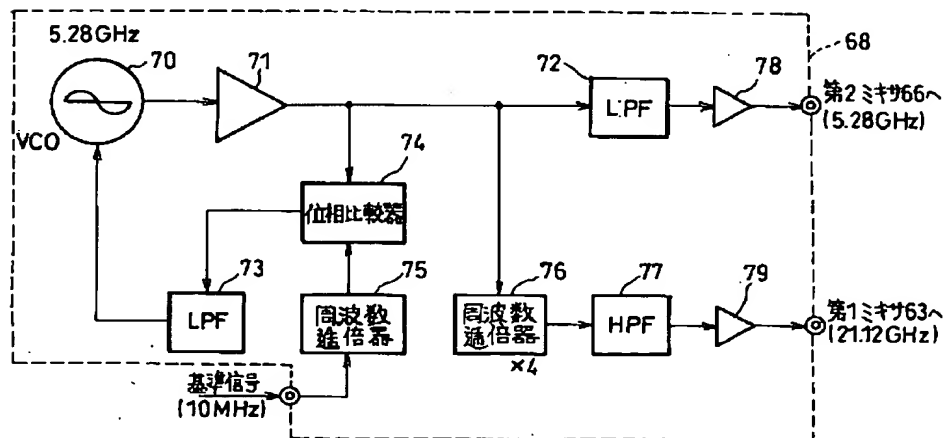
【図 2】



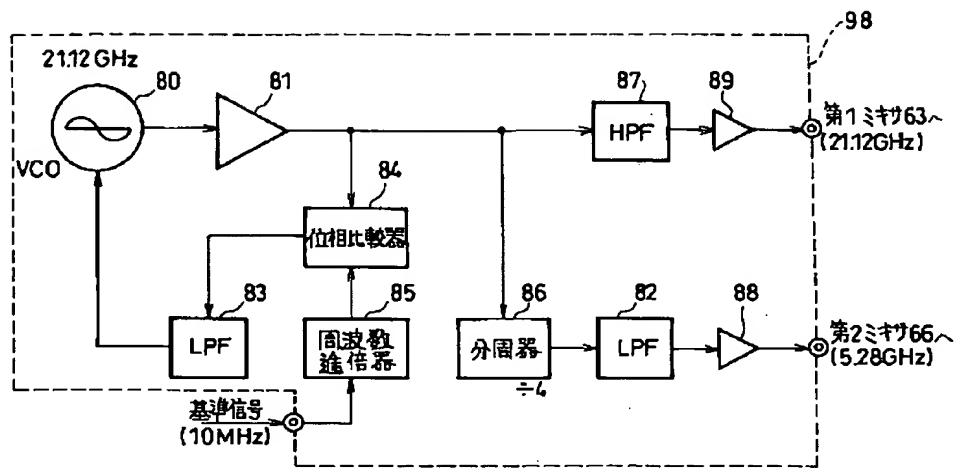
【図 3】



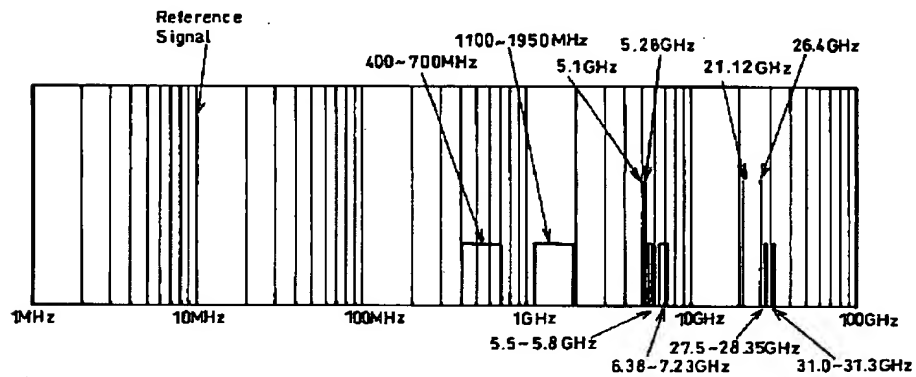
【図 5】



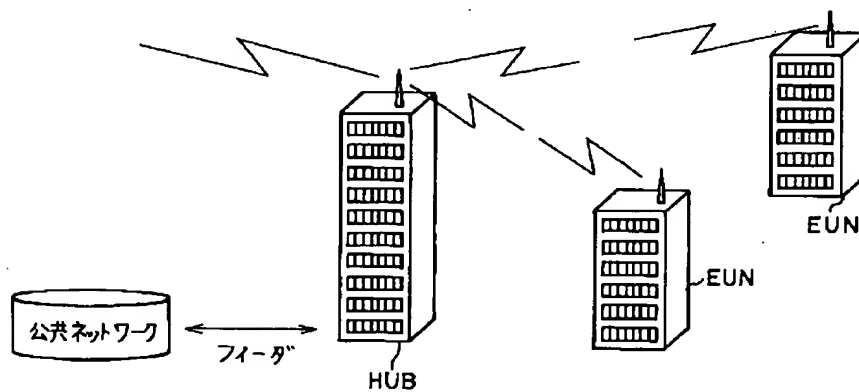
【図 6】



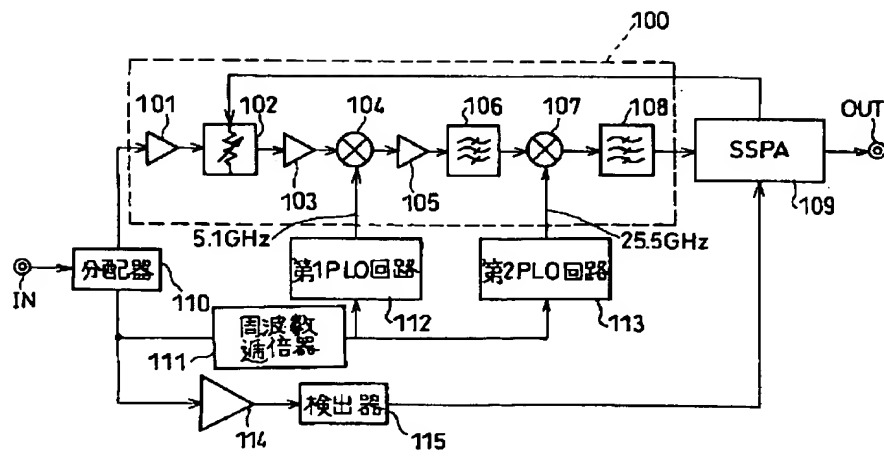
【図 7】



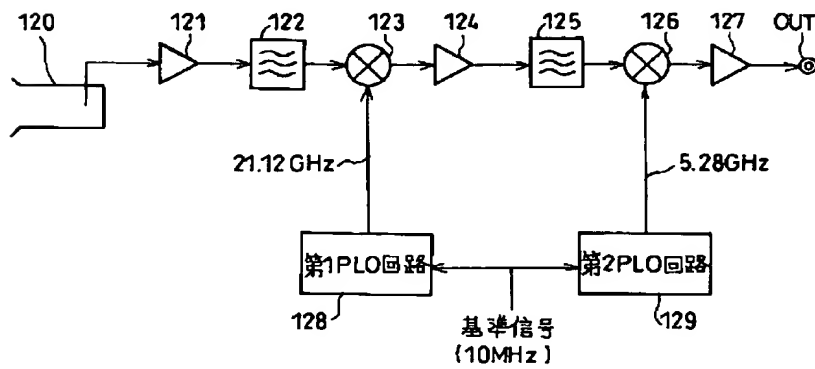
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【図 11】

